

# CONTROL METHOD AND CONTROLLER OF PM MOTOR

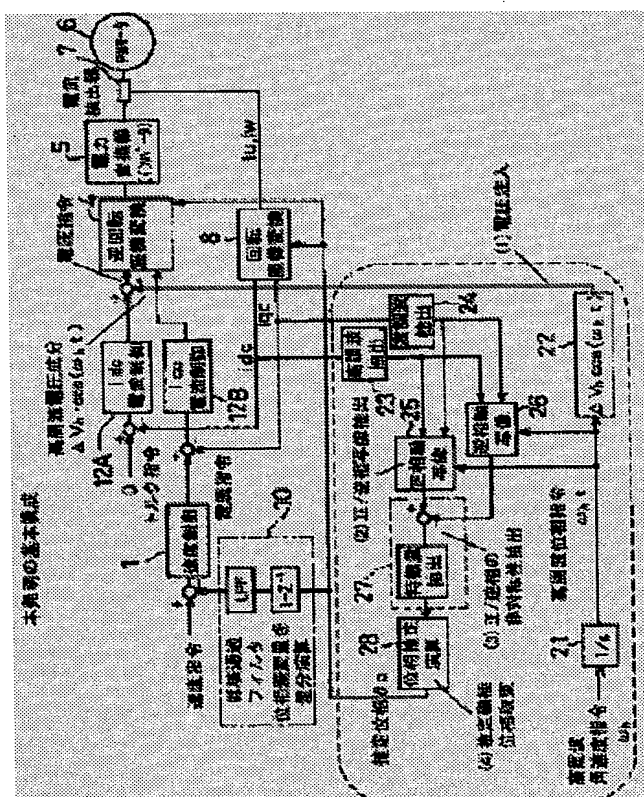
Patent number: JP2003153582  
 Publication date: 2003-05-23  
 Inventor: YAMAMOTO YASUHIRO  
 Applicant: MEIDENSHA ELECTRIC MFG CO LTD  
 Classification:  
 - international: **H02P6/16; H02P21/00; H02P6/14; H02P21/00; (IPC1-7): H02P6/16; H02P21/00**  
 - european:  
 Application number: JP20010348156 20011114  
 Priority number(s): JP20010348156 20011114

Report a data error here

## Abstract of JP2003153582

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To estimate the pole phase at a high speed without using an FFT while reducing estimation phase error due to noise in the control of a PM motor.

**SOLUTION:** An integrator 21 and a high frequency voltage generating section 22 obtain a sinusoidal single oscillation high frequency voltage from a high frequency angular speed command and the high frequency voltage is injected to the voltage command of dc-axis. High frequency extracting sections 23 and 24 extract the high frequency current component contained in the dc-axis and qc-axis currents. A positive phase map operating section 25 and a negative phase map operating section 26 obtain the maps for the positive phase axis and the negative phase axis of the high frequency current component thus extracted. A positive/negative phase asymmetry extracting section 27 obtains the asymmetry of two maps as a feature amount. A phase estimating section 28 determines an estimated phase  $\theta_c$  from the feature amount.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

(19)日本国特許庁 (J P)

(12)公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2003-153582

(P 2 0 0 3 - 1 5 3 5 8 2 A)

(43)公開日 平成15年 5月23日(2003.5.23)

(51)Int.Cl.

H02P 6/16  
21/00

識別記号

F I

H02P 6/02  
5/408

321

N 5H560

C 5H576

テマコード (参考)

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全14頁)

(21)出願番号 特願2001-348156(P 2001-348156)

(22)出願日 平成13年11月14日(2001.11.14)

(71)出願人 000006105

株式会社明電舎  
東京都品川区大崎 2丁目 1番17号

(72)発明者 山本 康弘

東京都品川区大崎 2丁目 1番17号 株式会  
社明電舎内

(74)代理人 100062199

弁理士 志賀 富士弥 (外 1名)

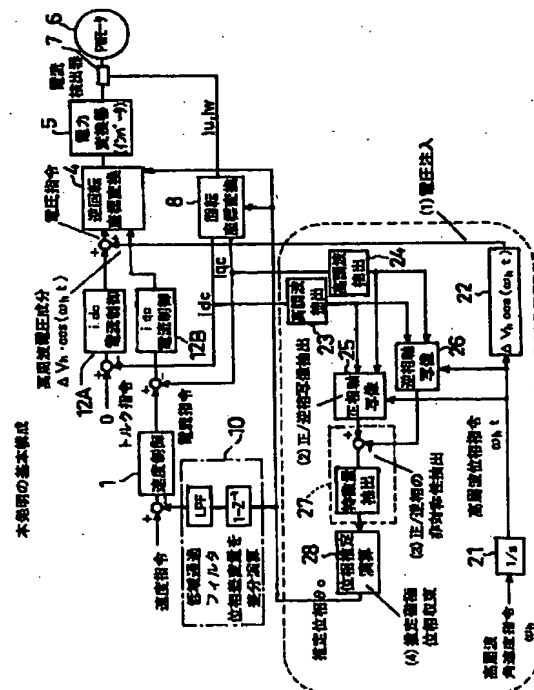
最終頁に続く

(54)【発明の名称】PMモータの制御方法、および制御装置

(57)【要約】

【課題】 PMモータの制御において、FFTを使用することなく高速に磁極位相を推定し、しかもノイズに対して推定位相誤差が少なくなるようにする。

【解決手段】 積分器21と高周波電圧発生部22によって、高周波角速度指令から正弦波状の単振動高周波電圧を得てdc軸の電圧指令に注入する。高調波抽出部23、24によってdc、qc軸電流に含まれる高周波電流成分を抽出する。正相軸写像演算部25と逆相軸写像演算部26は抽出された高周波電流成分と正相軸と逆相軸に対する写像を求める。正/逆相非対称性抽出部27は2つの写像成分の非対称性を特徴量として求める。位相推定演算部28は特徴量から推定位相 $\theta_c$ を求める。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 PMモータに単振動正弦波状の高周波電圧または電流を注入し、この高周波電圧または電流の注入によってPMモータに流れる高周波電流又は電圧から磁極の位相を推定をするPMモータの制御方法において、

前記位相推定は、

前記高周波電流成分又は電圧から正方向に回転する正相軸と逆回転方向に回転する逆相軸に対する写像成分を求め、

前記正相軸の写像成分と逆相軸の写像成分の非対称性を特徴量として求め、

前記特徴量から磁極の位相を推定することを特徴とするPMモータの制御方法。

【請求項 2】 PMモータに単振動正弦波状の高周波電圧または電流を注入し、この高周波電圧または電流の注入によってPMモータに流れる高周波電流又は電圧から磁極の位相を推定するPMモータの制御装置において、前記高周波電流成分又は電圧から正方向に回転する正相軸と逆回転方向に回転する逆相軸に対する写像成分を求め、

前記正相軸の写像成分と逆相軸の写像成分の非対称性を特徴量として求め、

前記特徴量から磁極の位相を推定する位相推定手段を備えたことを特徴とするPMモータの制御装置。

【請求項 3】 PMモータの磁極位置になるdc軸とそれに直交したqc軸に分離した電流制御系と、前記dc軸の電圧指令に単振動正弦波状の高周波電圧または電流を注入し、この高周波電圧または電流の注入によってPMモータに流れる高周波電流又は電圧から磁極の位相を推定する位相推定装置とを備えたPMモータの制御装置において、

前記位相推定装置は、

前記高周波電圧または電流の位相指令 $\omega_i t$ を基にして前記単振動の高周波電圧または電流を発生する高周波発生手段と、

PMモータの前記dc軸電流とqc軸電流に含まれる高周波電流成分 $i_{1\omega}$ 、 $i_{2\omega}$ を抽出する高調波抽出手段と、前記高周波電流成分 $i_{1\omega}$ 、 $i_{2\omega}$ から正方向に回転する正相軸と逆回転方向に回転する逆相軸に対する写像成分 $i_{1\omega}$ 、 $i_{2\omega}$ を求める写像抽出手段と、

前記写像成分 $i_{1\omega}$ 、 $i_{2\omega}$ を合成し、高周波位相指令 $\omega_i t$ の $0 \sim \pi/4$ 期間に亘って積分し、係数を乗じて位相ずれ量 $\Delta\theta$ を求める積分手段と、

前記位相ずれ量 $\Delta\theta$ から推定位相 $\theta_c$ を求める位相推定演算手段とを備えたことを特徴とするPMモータの制御装置。

【請求項 4】 PMモータの磁極位置になるdc軸とそれに直交したqc軸に分離した電流制御系と、前記dc軸の電圧指令に単振動正弦波状の高周波電圧または電流

を注入し、この高周波電圧または電流の注入によってPMモータに流れる高周波電流又は電圧から磁極の位相を推定する位相推定装置とを備えたPMモータの制御装置において、

前記位相推定装置は、

前記高周波電圧または電流の位相指令 $\omega_i t$ を基にして前記単振動の高周波電圧または電流を発生する高周波発生手段と、

PMモータの前記dc軸電流とqc軸電流に含まれる高周波電流成分 $i_{1\omega}$ 、 $i_{2\omega}$ を抽出する高調波抽出手段と、前記高周波電流成分 $i_{1\omega}$ 、 $i_{2\omega}$ から正方向に回転する正相軸と逆回転方向に回転する逆相軸に対する写像成分 $i_{1\omega}$ 、 $i_{2\omega}$ を求める写像抽出手段と、

前記写像成分 $i_{1\omega}$ 、 $i_{2\omega}$ の差分を求め、高周波位相指令 $\omega_i t$ の $0 \sim \pi/2$ 期間に亘って積分、又は連続的な積分をし、係数を乗じて位相ずれ量 $\Delta\theta$ を求める積分手段と、

前記位相ずれ量 $\Delta\theta$ から推定位相 $\theta_c$ を求める位相推定演算手段とを備えたことを特徴とするPMモータの制御装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、永久磁石を界磁源とするPMモータをインバータなどの可変速駆動装置にて速度やトルクを制御するPMモータの制御装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】永久磁石を界磁源とする同期機には、界磁側に強力なダンパ巻き線（誘導体のカゴ形導体などに相当）を内蔵しており、商用電源に直入れ投入して起動が可能で、ダンパ巻き線がないため電圧や電流をインバータなどの電力変換装置などにより制御して発生トルクや安定化を行うものとの2種類がある。

【0003】本発明は、ダンパが無い、またはダンパの機能が弱く直入れ起動ができない種類のPMモータを制御対象とする。

【0004】このようなPMモータを制御するためには、磁極の位置を検出し、磁極に応じた電流を流す必要が有る。そのため、一般的には位置センサを回転軸に取り付けて位置を検出している。図4にその構成例を示す。

【0005】同図は、速度指令に対して制御を行う例を示しており、速度指令と速度検出値との比較により速度制御部1にトルク指令を得る。電流指令演算部2では、トルク指令から界磁の磁束やインダクタンスなどの情報を用いて、電流の指令に変換する。電流制御部3は、電流検出値との比較により電圧指令を得、逆回転座標変換部4による座標変換により電力変換器（インバータ）5に電圧制御信号を与え、PMモータ6に電機子電流を供給する。このときの電流を電流検出器7で検出し、回転

座標変換部 8 による座標変換で電流制御部 3 へ検出電流信号を与える。

【0006】この電流制御系では、電流指令が磁極位相を基準として計算されているため、電流検出器 7 から得られた交流電流を座標変換部 8 で位置情報を利用して電流指令と同一の磁極位相を基準とする回転座標に変換する。この座標上において電流制御を行ったのち、出力電圧を座標変換部 4 で再び逆回転座標変換して交流電圧の電圧指令を電力変換器 5 に与え、最終的には PM モータ 6 を駆動する。

【0007】位置検出器 9 は、PM モータ 6 の磁極位置を検出し、速度検出演算部 10 による速度検出信号を得て速度制御部 1 へ与える。また、位置検出器 9 の位置検出信号は座標変換部 4、8 へ位置情報として取り込まれる。

【0008】しかし、位置検出器 9 は電子回路が内蔵されており、耐環境性が低くまた価格が高いなどの問題もある。

【0009】そこで、このような位置検出器を使用する方式の他に、出力電圧または電圧指令と電流検出情報から磁束を推定演算して、磁極の位相を推定する位置センサレス制御方式もある。その構成例を図 5 に示し、位置推定演算部 11 が電圧指令と電流検出信号から位置を推定する。

【0010】この構成例では、電圧情報を必要としている。より厳密には、永久磁石による速度起電力がその中に含まれている必要が有る。

【0011】しかし、始動時は回転速度が零であるため、肝心の速度起電力が発生しない。そこで、始動時には高周波やパルス電流を流したり、高周波電圧を印加して突極性のある同期機のインダクタンス変化を計測することにより、位置を推定する方式が提案されている。

【0012】永久磁石を用いた同期機は、透磁率の高い界磁極がケイ素鋼板などの材料と透磁率の低い永久磁石とで構成されているため、磁極軸 (d 軸) とそれに直交する軸 (q 軸) のインダクタンスには、形状の非対称性により差が発生する。このインダクタンスの差を利用して位置を推定するものである。

【0013】このような方式は、パルス印加法や高周波印加法・高周波重畳法などと呼ばれており、高調波を注入する方法としては、次の文献がある。

【0014】文献 1：藍原隆司、鳥羽章夫、柳瀬孝雄、「センサレス方式による突極形同期モータの零速トルク制御」、平成 8 年電気学会産業応用部門全国大会、N0.170 また、これに関連した提案としては、文献 2：特願平 6-550255 号公報 (特開平 7-245981 号公報) がある。

【0015】文献 1 によると、この方式は図 6 のような構成となっている。ただし、用語と記号は、本発明で定義したものに修正している。ここでは、電流制御系は制

御系が推定した磁極位置である dc 軸と、それに直交した qc 軸成分用に 2 つの制御器 12A、12B で構成する例で表わしている。

【0016】図 6 の詳細は文献 1 に記載されているが、その特徴は高周波成分を FFT で解析して、dc、qc 軸の成分として求め、それから磁極のずれ角  $\Delta\theta$  を推定する部分にあり、図 7 を参照して以下に簡単に説明する。

【0017】(1) 制御座標の磁極推定軸である dc 軸に、正弦波状の高周波電圧  $v_i$  を電流制御系の出力に重畳する。

【0018】ここで、モータの磁極軸 d が制御推定軸 dc と  $\Delta\theta$  だけずれている場合には、モータの d、q 軸のインダクタンス成分  $L_d$ 、 $L_q$  の差 (突極性) により、電流の高周波成分  $i_i$  は  $\Delta\theta$  ずれた直線上に軌跡が位置するようになる。

【0019】(2) 検出電流から、正弦波状の高周波電圧と同期した高周波成分  $i_i$  を FFT (高速フーリエ変換) 13 により抽出し、位相誤差演算部 14 にて  $\Delta\phi$  を計算する。

【0020】(3) 電流のずれ角  $\Delta\phi$  の情報を積分器 15 にて積分演算して、 $\Delta\phi = 0$  となるように dc 軸

( $\theta$ ) を修正する。これにより、収束後は dc 軸を磁極軸と一致させた推定位相  $\theta_i$  を得ることができる。この推定位相  $\theta_i$  は、座標変換部 4、8 への位相信号として与えるほか、速度検出演算部 10 では差分演算による速度検出とローパスフィルタによる高周波成分除去で速度検出信号として得る。

【0021】上記の方式の利点は、下記のポイントにある。

【0022】・停止状態 (零速) でも位置推定が可能、  
・高周波電圧成分を磁石の軸とほぼ同一位相にのみ入力しているため、高周波電流によるトルクリップルが発生しない。

【0023】次に、文献 2 (特開平 7-245981 号公報) では、FFT 演算の代わりに、高周波電流を抽出した後に電流微分を使用した方式にされる。この実施例の一部を図 8 に速度制御系を省略して示す。この方式の特徴を以下に説明する。

【0024】(1) 文献 1 と同様に、高周波電圧を制御上の磁極推定軸 (dc 軸) に重畳する。

【0025】(2) 電流検出からノッチフィルタ 16A、16B を利用して、高周波電圧と同期した高周波電流成分を抽出する。

【0026】(3) 微分演算部 17 により高周波電流成分を微分してインダクタンス成分相当を推定し、磁極位相を推定する。

【0027】(4) 波形としては正弦波以外に方形波や三角波も、また入力も電圧重畳と電流指令重畳などにも拡張している。

## 【0028】

【発明が解決しようとする課題】（第1の課題）図6の電流検出には、モータを駆動するために必要な基本波成分と磁極推定に必要な高周波成分が含まれている。このうち磁極推定に必要な高周波成分のみを分離するために、FFTのアルゴリズムを利用している。しかし、FFTを実行するためには1周期以上のデータが必要であり、データの検出周期は高周波の1周期毎に制限されてしまう。

【0029】（第2の課題）文献2では、FFTを使用せず電流の微分量を使用する方式であり、最少では2回のサンプルで位置推定が実行できる。しかし、電流検出には、PWM変調を行うために発生する主回路素子のスイッチングなどにより、検出器へノイズが混入し易い。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega \cdot L_q \\ \omega \cdot L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \cdot \lambda \end{bmatrix} \quad \dots (1)$$

$v_d, v_q$  :  $d, q$  軸電圧成分,  $i_d, i_q$  :  $d, q$  軸電流成分,  $\lambda$  : 永久磁石の磁束成分

$R$  : 巻線抵抗,  $L_d, L_q$  :  $d, q$  軸のインダクタンス成分,

$\omega$  : 巻線に固定した軸から見た  $d$  軸の回転角速度,  $p$  : 微分演算子

【0033】これを、図7のように、 $\Delta\theta = \theta - \theta_d$  だけずれた制御位相  $d_c, q_c$  座標に変換すると次の(2)式となる。

$$\begin{bmatrix} v_{dc} \\ v_{qc} \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & -\omega \\ \omega & p \end{bmatrix} (L_1 I + L_2 Q) \right\} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\sin(\Delta\theta) \\ \cos(\Delta\theta) \end{bmatrix} \omega \cdot \lambda \quad \dots (2)$$

$v_{dc}, v_{qc}$  :  $dc, qc$  軸電圧成分,

$i_{dc}, i_{qc}$  :  $dc, qc$  軸電流成分

$$I = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix}, \quad Q = \begin{bmatrix} \cos(2\Delta\theta) & \sin(2\Delta\theta) \\ \sin(2\Delta\theta) & -\cos(2\Delta\theta) \end{bmatrix}$$

$$L_1 = \frac{L_d + L_q}{2} \lambda, \quad L_2 = \frac{L_d - L_q}{2}$$

【0035】これを、電流微分を求める状態方程式に変形すると、次の(3)式になる。

$$p \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} = \frac{1}{(L_1^2 - L_2^2)} \begin{bmatrix} L_1 - L_2 \cos(2\Delta\theta) & -L_2 \sin(2\Delta\theta) \\ -L_2 \sin(2\Delta\theta) & L_1 + L_2 \cos(2\Delta\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dc} \\ v_{qc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R - \omega \cdot L_2 \sin(2\Delta\theta) & -\omega \cdot (L_1 - L_2 \cos(2\Delta\theta)) \\ \omega \cdot (L_1 + L_2 \cos(2\Delta\theta)) & R + \omega \cdot L_2 \sin(2\Delta\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\sin(\Delta\theta) \\ \cos(\Delta\theta) \end{bmatrix} \omega \cdot \lambda \quad \dots (3)$$

【0037】上記の(3)式に対して、以下の  $\Delta V_i$  が振幅で、 $\omega_i$  が角周波数である。(4)式のような  $dc$  軸にのみ単振動の高周波電圧成分を印加することとする。

そのため、電流微分を利用した方式はノイズに弱い問題がある。

【0030】本発明の目的は、FFTを使用することなく高速に位相推定ができ、しかもノイズに対して推定位相誤差が少なくなるPMモータの制御方法および制御装置を提供することにある。

## 【0031】

【課題を解決するための手段】（発明の原理的な説明）

図7のモータ磁極軸に同期して回転する  $dq$  直交2軸座標系において、磁極とその直交軸のインダクタンスが異なる場合を含めた永久磁石形同期機の電流電圧方程式は下記の(1)式となる。

## 【0032】

【数1】

## 【0034】

【数2】

## 【0036】

【数3】

## 【0038】

【数4】

$$\begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} = \Delta V_h \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t) \\ 0 \end{bmatrix}$$

… (4)

【0039】このとき、発生する電流は、(4)式を(3)式に代入すればよく、さらに以下の(5)式、(6)式の近似を行う。

【0040】

【数5】

$$\omega = 0$$

… (5)

$$R = 0$$

… (6)

【0041】この近似により、(3)式の右辺の第2項および第3項は零値となり、以下の(7)式のような電流の状態方程式となる。

【0042】

【数6】

$$\begin{aligned} p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \frac{1}{(L_1^2 - L_2^2)} \begin{bmatrix} L_1 - L_2 \cos(2\Delta\theta) & -L_2 \sin(2\Delta\theta) \\ -L_2 \sin(2\Delta\theta) & L_1 + L_2 \cos(2\Delta\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_h \cos(\omega_h t) \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{(L_1^2 - L_2^2)} \begin{bmatrix} [L_1 - L_2 \cos(2\Delta\theta)] \cdot \Delta V_h \cos(\omega_h t) \\ -L_2 \sin(2\Delta\theta) \cdot \Delta V_h \cos(\omega_h t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \dots (7)$$

【0043】ここで、近似できる根拠は、(5)式はモータの速度 $\omega$ が零速度または極低速状態に適用することによる。また、(6)式は印加する高周波電圧の周波数が高いため、インダクタンスの誘起起電力に比べて抵抗Rの電圧降下成分は小さいことによる。

20 【0044】この(7)式の両辺を積分すると、以下の(8)式のような電流状態方程式が得られる。

【0045】

【数7】

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\omega_h (L_1^2 - L_2^2)} \begin{bmatrix} [L_1 - L_2 \cos(2\Delta\theta)] \cdot \Delta V_h \sin(\omega_h t) \\ -L_2 \sin(2\Delta\theta) \cdot \Delta V_h \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \end{bmatrix} \quad \dots (8)$$

$i_{d0}, i_{q0}$  : 初期値電流のdc, qc成分

【0046】上記の(8)式では、qc軸には電圧成分を印加していないにもかかわらず、qc軸にも電流成分が発生している。これは、インダクタンスの突極性(L成分)によるものであり、以降にはこれを利用して軸ずれを検出していく。

【0047】上記の(8)式の電流には、高調波成分と

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\omega_h (L_1^2 - L_2^2)} \begin{bmatrix} [L_1 - L_2 \cos(2\Delta\theta)] \cdot \Delta V_h \sin(\omega_h t) \\ -L_2 \sin(2\Delta\theta) \cdot \Delta V_h \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad \dots (9)$$

【0049】この高調波電流成分から、角周波数 $\omega_h$ で回転する正相軸と、 $-\omega_h$ で回転する逆相軸に対する写像を求める。ここで、正相/逆相軸の定義については、時刻 $t=0$ のときの初期位相をdc軸に一致させる成分dfc、drcと、初期位相をqc軸に一致させる成分qfc、qrcとの2種類が存在する。これらの関係および以下で求める写像成分の関係を図9に示す。

30 定常成分が含まれているため、帯域フィルタや1周期の平均値を減算する等の操作により、高調波電流成分だけを抽出することができ、以下の(9)式となる。

【0048】

【数8】

40 【0050】まず、正相軸成分である2種類の成分dfc, drcについて計算する。正相軸への写像成分は、 $\omega_h t$ で回転する回転座標成分と等しく、これに電流式(9)式を代入すると以下の(10)式となる。

【0051】

【数9】

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} i_{dq} \\ i_{qc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t) & \sin(\omega_h t) \\ -\sin(\omega_h t) & \cos(\omega_h t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\
&= \frac{1}{\omega_h (L_1^2 - L_2^2)} \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t) & \sin(\omega_h t) \\ -\sin(\omega_h t) & \cos(\omega_h t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [L_1 - L_2 \cos(2\Delta\theta)] \cdot \Delta V_h \sin(\omega_h t) \\ -L_2 \sin(2\Delta\theta) \cdot \Delta V_h \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \\
&= \frac{1}{\omega_h (L_1^2 - L_2^2)} \Delta V_h \begin{bmatrix} [L_1 - L_2 \cos(2\Delta\theta)] \cdot \cos(\omega_h t) \cdot \sin(\omega_h t) - [L_2 \sin(2\Delta\theta)] \cdot \sin(\omega_h t) \cdot \sin(\omega_h t) \\ -[L_1 - L_2 \cos(2\Delta\theta)] \cdot \sin(\omega_h t) \cdot \sin(\omega_h t) - [L_2 \sin(2\Delta\theta)] \cdot \cos(\omega_h t) \cdot \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad \dots (10)
\end{aligned}$$

【0052】次に、逆相軸成分は、 $-\omega_h t$ で回転する  
回転座標成分と等しく、これに電流式(9)式を代入す  
ると以下の(11)式となる。

【0053】

【数10】

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(-\omega_h t) & \sin(-\omega_h t) \\ -\sin(-\omega_h t) & \cos(-\omega_h t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t) & -\sin(\omega_h t) \\ \sin(\omega_h t) & \cos(\omega_h t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\
&= \frac{1}{\omega_h (L_1^2 - L_2^2)} \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t) & -\sin(\omega_h t) \\ \sin(\omega_h t) & \cos(\omega_h t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [L_1 - L_2 \cos(2\Delta\theta)] \cdot \Delta V_h \sin(\omega_h t) \\ -L_2 \sin(2\Delta\theta) \cdot \Delta V_h \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \\
&= \frac{1}{\omega_h (L_1^2 - L_2^2)} \Delta V_h \begin{bmatrix} [L_1 - L_2 \cos(2\Delta\theta)] \cdot \cos(\omega_h t) \cdot \sin(\omega_h t) + [L_2 \sin(2\Delta\theta)] \sin(\omega_h t) \cdot \sin(\omega_h t) \\ [L_1 - L_2 \cos(2\Delta\theta)] \cdot \sin(\omega_h t) \cdot \sin(\omega_h t) - [L_2 \sin(2\Delta\theta)] \cos(\omega_h t) \cdot \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad \dots (11)
\end{aligned}$$

【0054】上記の(10)、(11)式は、三角関数  
の倍角の公式を利用すると、 $2\omega_h t$ という電圧の2倍  
の角速度で振動する成分となり、以下の(12)式のよ

うになる。

【0055】

【数11】

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} i_{dq} \\ i_{qc} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\omega_h (L_1^2 - L_2^2)} \cdot \frac{\Delta V_h}{2} \begin{bmatrix} L_1 \sin(2\omega_h t) - L_2 \sin(2\Delta\theta) + L_2 \sin(2\Delta\theta - 2\omega_h t) \\ -L_1 + L_1 \cos(2\omega_h t) + L_2 \cos(2\Delta\theta) - L_2 \cos(2\Delta\theta - 2\omega_h t) \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\omega_h (L_1^2 - L_2^2)} \cdot \frac{\Delta V_h}{2} \begin{bmatrix} L_1 \sin(2\omega_h t) + L_2 \sin(2\Delta\theta) - L_2 \sin(2\Delta\theta + 2\omega_h t) \\ L_1 - L_1 \cos(2\omega_h t) - L_2 \cos(2\Delta\theta) + L_2 \cos(2\Delta\theta + 2\omega_h t) \end{bmatrix} \quad \dots (12)
\end{aligned}$$

【0056】次に、単振動の正相と逆相の差を利用す  
る。ここで、(2)式のインダクタンス $L_1$ に関する突  
極性の要素のみにするために、前記(10)式と(1  
1)式の合成をとることとする。電流成分である(1  
2)式のままでは複雑であるが、差をとることにより簡  
単な式になってくる。

ることとし、d軸を初期位相とする成分については差分  
を、q軸を初期位相とする成分については加算をとるこ  
ととする。この差分と加算を取ったものが以下の(1  
3)式と(14)式である。

【0058】

40 【数12】

【0057】ここで、 $L_1$ の項を消去するように合成す

$$(i_{dq} - i_{dr}) = \frac{L_2}{\omega_h (L_1^2 - L_2^2)} \cdot \Delta V_h \cdot \sin(2\Delta\theta) \cdot (\cos(2\omega_h t) - 1) \quad \dots (13)$$

$$(i_{qc} + i_{qr}) = (-1) \cdot \frac{L_2}{\omega_h (L_1^2 - L_2^2)} \cdot \Delta V_h \cdot \sin(2\Delta\theta) \cdot \sin(2\omega_h t) \quad \dots (14)$$

【0059】上記の(13)式は前記の(10)、(1  
1)式より、d軸を初期値とする正相軸と逆相軸の写像  
の差分になる。また、(14)式は前記の(10)、

(11)式より、q軸を初期値とする正相軸と逆相軸の  
写像の加算(合成)になる。

50 【0060】これら正相軸と逆相軸の差分と合成成分を

タイムチャートで表すと図10のようになる。同図より、次のことがわかる。

【0061】(差分成分:  $i_{11} - i_{12}$ )

・  $0 \sim \pi/2$  の期間を最小単位とする線対称波形(実線)になる。

【0062】・  $\Delta\theta = 0$  の場合には、振幅は零となる。

【0063】・  $\cos(2\omega_1 t) - 1$  の波形は、 $L_1 \cdot \sin(2\Delta\theta)$  が正極性のとき負のみの波形になる。逆に、 $L_1 \cdot \sin(2\Delta\theta)$  が負極性のとき正のみの波形になる。

【0064】(合成成分:  $i_{11} + i_{12}$ )

・  $0 \sim \pi/4$  の期間を最小単位とする点対称波形(破

線)になる。

【0065】・  $\Delta\theta = 0$  の場合には、振幅は零となる。

【0066】・  $\sin(2\omega_1 t)$  の波形は、零を中心とする正弦波波形であるため、 $\pi/2$  毎に符号が反転する。したがって、 $0 \sim \pi/4$  の期間に区切って、面積とその符号をまとめると、位相ずれ量とその極性が判別可能である。

【0067】前記の(14)式を最小単位である  $0 \sim \pi/4$  期間に亘って積分すると、以下の(15)式になる。

【0068】

【数13】

$$\begin{aligned} \int_0^{\pi/4} (i_{11} + i_{12}) d\omega_1 t &= \int_0^{\pi/4} \left[ (-1) \cdot \frac{L_2}{\omega_1(L_1^2 - L_2^2)} \cdot \Delta V_s \cdot \sin(2\Delta\theta) \cdot \sin(2\omega_1 t) \right] d\omega_1 t \\ &= \frac{-L_2}{2\omega_1(L_1^2 - L_2^2)} \cdot \Delta V_s \cdot \sin(2\Delta\theta) [\sin(2\omega_1 t)]_0^{\pi/4} \\ &= \frac{-L_2}{2\omega_1(L_1^2 - L_2^2)} \cdot \Delta V_s \cdot \sin(2\Delta\theta) [\cos(\pi/2) - \cos(0)]_0^{\pi/4} \\ &= \frac{L_2}{2\omega_1(L_1^2 - L_2^2)} \cdot \Delta V_s \cdot \sin(2\Delta\theta) \quad (0 \sim \pi/4 \text{ 期間}) \quad \dots (15) \end{aligned}$$

【0069】この(15)式より、電流の検出面積から d c 軸と磁極軸との位相ずれ量  $\Delta\theta$  を逆に求めることができ、以下の(16)式になる。また、同様に、他の7つの期間についても位相ずれ量  $\Delta\theta$  を求めることができ

る。

【0070】

【数14】

$$\Delta\theta = \frac{\omega_1(L_1^2 - L_2^2)}{L_1 \cdot \Delta V_s} \cdot \sin^{-1} \left( \int_0^{\pi/4} (i_{11} + i_{12}) d\omega_1 t \right) \quad (0 \sim \pi/4 \text{ 期間}) \quad \dots (16)$$

【0071】上記の位相ずれ量  $\Delta\theta$  を求めることができれば、そのまま d c 軸を修正してもよいし、またノイズなどの要因がある場合には以下の(17)式のように緩和ゲイン k を乗じて積分動作をさせて収束させてもよ

い。(17)式では  $\pi/2$  周期で極性が反転するため、符号補正関数  $S(\omega_1 t)$  を乗じている。

【0072】

【数15】

$$\theta_n = \theta_{(n-1)} + (k \cdot S(\omega_1 t) \cdot \Delta\theta)$$

$$S(\omega_1 t) = -1 \quad (\text{期間 } 0 \sim \pi/4, 2\pi/4 \sim 3\pi/4, 4\pi/4 \sim 5\pi/4, 6\pi/4 \sim 7\pi/4) \quad \dots (17)$$

$$= +1 \quad (\text{期間 } \pi/4 \sim 2\pi/4, 3\pi/4 \sim 4\pi/4, 5\pi/4 \sim 6\pi/4, 7\pi/4 \sim 8\pi/4)$$

1/s : 積分演算子

【0073】上記の(17)式において、逆三角関数については、 $|\Delta\theta| \ll \pi$  であると近似すれば、 $\sin \Delta\theta \approx \Delta\theta$  と近似できる。また、係数部分も緩和ゲインの一部とみなすと、以下の(18)式のように簡略化する

こともできる。

【0074】

【数16】

$$\theta_n \approx \theta_{(n-1)} + \left[ k \cdot S(\omega_1 t) \cdot \left( \int_0^{\pi/4} (i_{11} - i_{12}) d\omega_1 t \right) \right] \quad \dots (18)$$

【0075】また、最小期間毎に限定せずに、位相  $\Delta\theta$  を逐次修正してもよい。この場合、 $\omega_1$  を遮断周波数とする低域通過フィルタなどを通して、ゆっくりと修正動作を行わせる必要がある。そこで、以下の(19)式の

ように推定を行うこともできる。

【0076】

【数17】



$$\theta \approx \frac{1}{s + \omega_p} (k \cdot S(\omega_r t) \cdot (i_{qr} i_{qrc}))$$

$$\frac{1}{s + \omega_p} \text{ は } \omega_p \text{ を遮断周波数とする低域通過フィルタ} \quad \dots (19)$$

【0077】このようにして、dc軸を(15)式の成分が零となるまで収束させると、dc軸は磁極軸と一致させることができる。

【0078】以上までの説明が、正相軸と逆相軸の写像を利用した本発明による磁極軸の位相推定方式である。

【0079】(発明の基本構成) 上記までの原理的な説明から、前記の文献1ではFFTにより電流ベクトル成分を抽出してから計算しているが、本発明では新たに単振動の正相分と逆相分を取り扱うようにしたもので、以下の特徴事項になる。

【0080】(1) dc軸上に正弦波状の高周波成分の電圧(または電流)を重ねる点は文献1と同じである。この入力した単振動状の電圧が磁極軸またはその直交軸と一致していると、電流も同一位相上の単振動となる。磁極軸またはその直交軸に一致していない場合には、高周波電流成分は $\Delta\phi$ だけずれた軸上の単振動となる。

【0081】(2) 本来、単振動成分は、正回転する成分(正相分)と逆回転する成分(逆相分)という振幅は等しいが回転方向の異なる2つの回転ベクトル成分に分離することができる。もし、この入力した単振動成分と磁極軸またはその直交軸とが一致していれば、正相分と逆相分の時間波形は等しい正弦波となる。もし、磁極軸の位相がずれている場合には、正相分と逆相分の時間波形に位相ずれが発生する。したがって、正相/逆相成分の差を利用し、これが零となるように制御すれば位相推定が可能となる。

【0082】(3) そこで、正相分と逆相分を求めるために、正相軸と逆相軸に対する高周波電流成分の瞬時ベクトルの写像を利用する。

【0083】(4) この2つの軸の写像成分の位相が一致するように高周波注入位相を修正すると、収束した位相が磁極位相またはその垂直位相となる。

【0084】以上のことから、本発明の基本構成は、図1に示すようになり、破線ブロックの部分で図6と異なるものである。

【0085】図1において、積分器21と高周波電圧発生部22によってdc軸に高周波電圧を印加するもので、高周波角速度指令 $\omega_r$ の積分で高周波位相指令 $\omega_r t$ を得、この位相をもち振幅を調整した正弦波状の単振動高周波電圧 $\Delta V_r \cos(\omega_r t)$ をdc軸の電圧指令に注入する。

【0086】また、高調波抽出部23、24によってdc、qc軸電流 $i_{dr}$ 、 $q_{dr}$ に含まれる高周波電流成分を

抽出する。

【0087】また、正相軸写像演算部25と逆相軸写像演算部26は、抽出された高周波電流成分と正相軸と逆相軸に対する写像を求める。

【0088】また、正/逆相非対称性抽出部27は、2つの写像成分の非対称性を特徴量として求める。

【0089】また、位相推定演算部28は、特徴量から推定位相 $\theta_c$ を求める。

【0090】(制御方法の発明)

(1) PMモータに単振動正弦波状の高周波電圧または電流を注入し、この高周波電圧または電流の注入によってPMモータに流れる高周波電流又は電圧から磁極の位相を推定をするPMモータの制御方法において、前記位相推定は、前記高周波電流成分又は電圧から正方向に回転する正相軸と逆回転方向に回転する逆相軸に対する写像成分を求め、前記正相軸の写像成分と逆相軸の写像成分の非対称性を特徴量として求め、前記特徴量から磁極の位相を推定することを特徴とするPMモータの制御方法。

【0091】(制御装置の発明)

(2) PMモータに単振動正弦波状の高周波電圧または電流を注入し、この高周波電圧または電流の注入によってPMモータに流れる高周波電流又は電圧から磁極の位相を推定するPMモータの制御装置において、前記高周波電流成分又は電圧から正方向に回転する正相軸と逆回転方向に回転する逆相軸に対する写像成分を求め、前記正相軸の写像成分と逆相軸の写像成分の非対称性を特徴量として求め、前記特徴量から磁極の位相を推定する位相推定手段を備えたことを特徴とするPMモータの制御装置。

【0092】(3) PMモータの磁極位置になるdc軸とそれに直交したqc軸に分離した電流制御系と、前記dc軸の電圧指令に単振動正弦波状の高周波電圧または電流を注入し、この高周波電圧または電流の注入によってPMモータに流れる高周波電流又は電圧から磁極の位相を推定する位相推定装置とを備えたPMモータの制御装置において、前記位相推定装置は、前記高周波電圧または電流の位相指令 $\omega_r t$ を基にして前記単振動の高周波電圧または電流を発生する高周波発生手段と、PMモータの前記dc軸電流とqc軸電流に含まれる高周波電流成分 $i_{dr}$ 、 $i_{qr}$ を抽出する高調波抽出手段と、前記高周波電流成分 $i_{dr}$ 、 $i_{qr}$ から正方向に回転する正相軸と逆回転方向に回転する逆相軸に対する写像成分 $i_{dr}$ 、 $i_{qr}$ を求める写像抽出手段と、前記写像成分 $i_{dr}$ 、 $i_{qr}$

...を合成し、高周波位相指令 $\omega_i t$ の $0 \sim \pi/4$ 期間に互って積分し、係数を乗じて位相ずれ量 $\Delta\theta$ を求める積分手段と、前記位相ずれ量 $\Delta\theta$ から推定位相 $\theta_c$ を求める位相推定演算手段とを備えたことを特徴とするPMモータの制御装置。

【0093】(4) PMモータの磁極位置になるdc軸とそれに直交したqc軸に分離した電流制御系と、前記dc軸の電圧指令に単振動正弦波状の高周波電圧または電流を注入し、この高周波電圧または電流の注入によってPMモータに流れる高周波電流又は電圧から磁極の位相を推定する位相推定装置とを備えたPMモータの制御装置において、前記位相推定装置は、前記高周波電圧または電流の位相指令 $\omega_i t$ を基にして前記単振動の高周波電圧または電流を発生する高周波発生手段と、PMモータの前記dc軸電流とqc軸電流に含まれる高周波電流成分 $i_{1c}$ 、 $i_{1q}$ を抽出する高調波抽出手段と、前記高周波電流成分 $i_{1c}$ 、 $i_{1q}$ から正方向に回転する正相軸と逆回転方向に回転する逆相軸に対する写像成分 $i_{1c}$ 、

$i_{1q}$ を求める写像抽出手段と、前記写像成分 $i_{1c}$ 、 $i_{1q}$ の差分を求め、高周波位相指令 $\omega_i t$ の $0 \sim \pi/2$ 期間に互って積分又は連続的な積分をし、係数を乗じて位相ずれ量 $\Delta\theta$ を求める積分手段と、前記位相ずれ量 $\Delta\theta$ から推定位相 $\theta_c$ を求める位相推定演算手段とを備えたことを特徴とするPMモータの制御装置。

【0094】

【発明の実施の形態】(実施形態1) 図2は、本発明の実施形態1を示す構成図であり、図1と同等の部分は同一符号で示す。また、各部には前記の各式を対応付けて示す。

【0095】図2において、正相軸写像演算部29と逆相軸写像演算部30は、以下のように定義された座標変換行列を使用して写像演算を行い、前記(10)式の2行目と(11)式の2行目のqc軸の正相成分と逆相成分を求める。

【0096】

【数18】

$$C(x) = \begin{bmatrix} \cos(x) & \sin(x) \\ -\sin(x) & \cos(x) \end{bmatrix}, \quad C^T(x) = \begin{bmatrix} \cos(x) & \sin(x) \\ -\sin(x) & \cos(x) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \cos(x) & -\sin(x) \\ \sin(x) & \cos(x) \end{bmatrix} \quad \dots (20)$$

$x$ : 変換する座標までの位相角、

$C(x)$ : 元の座標系から回転座標への座標変換行列

$C^T(x)$ : 回転座標から元の座標系への逆座標変換行列

【0097】合成部31は、写像成分 $i_{1c}$ 、 $i_{1q}$ の加算(合成)によってqc軸を初期位相とする前記(14)式の合成値( $i_{1c} + i_{1q}$ )を求める。

【0098】積分器32は、合成値( $i_{1c} + i_{1q}$ )を高周波位相指令 $\omega_i t$ の $0 \sim \pi/4$ 期間に互って積分し、前記(15)式の積分結果を求め、これに係数を乗じて位相ずれ量 $\Delta\theta$ を求める。

【0099】位相推定演算部33は、位相ずれ $\Delta\theta$ に符号補正関数等を乗じて前記の(17)式または(18)式の演算で推定位相 $\theta_c$ を求める。

【0100】本実施形態において、図10の特性は、前記の(4)式のようにdc軸に余弦波波形の高周波電圧を印加することにより得ている。仮に、入力軸を変更した余弦波を正弦波に変更すると、正相と逆相の写像の合成波形は発生する軸や極性が異なってくるが、基本的には $\cos(2\omega_i t) - 1$ と $\sin(2\omega_i t)$ の波形の組み合わせに限定される。そのため、入力位相や電圧形状によって、写像の選択を変更するだけで、同じ制御アルゴリズムを使用できる。

【0101】(実施形態2) 図3は、本発明の実施形態2を示す構成図である。同図が図2と異なる部分を以下に説明する。

【0102】正相軸写像演算部34と逆相軸写像演算部35は、前記の(10)式の1行目と(11)式の1行

目のdc軸の正相成分と逆相成分を求める。

【0103】差分演算部36は、写像成分 $i_{1c}$ 、 $i_{1q}$ の差分演算によって前記(13)式の差分( $i_{1c} - i_{1q}$ )を求める。

【0104】積分器37は、差分( $i_{1c} - i_{1q}$ )を高周波位相指令 $\omega_i t$ の $0 \sim \pi/2$ 期間に互って積分し、差分成分による積分結果を求め、これに係数を乗じて位相ずれ量 $\Delta\theta$ を求める。

【0105】位相推定演算部38は、位相ずれ $\Delta\theta$ に符号補正関数等を乗じて前記の(17)式～(19)式のいずれかの演算で推定位相 $\theta_c$ を求める。

【0106】前記の実施形態1では、正相軸と逆相軸の写像の非対称性を求めるのにqc軸を初期位相とする(14)式を利用している。本実施形態では、dc軸を初期位相とする(13)式を利用した方式とする。

【0107】また、積分器37は、 $\pi/2$ 区間の積分器としているが、( $i_{1c} - i_{1q}$ )は脈動するものの、極性は同じであるため、連続的な積分器でもよい。

【0108】

【発明の効果】以上のとおり、本発明によれば、以下の効果がある。

【0109】(1) 文献1では、FFTを適用しているため、入力高周波電圧成分の $\pi$ 期間の電流検出データが必要であったが、本発明では最小で $\pi/4$ 期間でよく、

### 1…速度制御器

#### 4…逆回転座標変換器

5…電力変換器

6...PMモータ

## 8…回転座標変換器

10…速度検出演算部

1 2 A、1 2 B…電流制御器

## 2.1...积分器

2 2...高周波発牛部

### 2.3. 2.4...高調波抽出部

## 2.5...正相軸写像抽出部

## 2.6...逆相軸写像抽出部

## 2.7...非对称性抽出部

28 33 38...位相推定演算部

20

2 9...正相触写像演算部

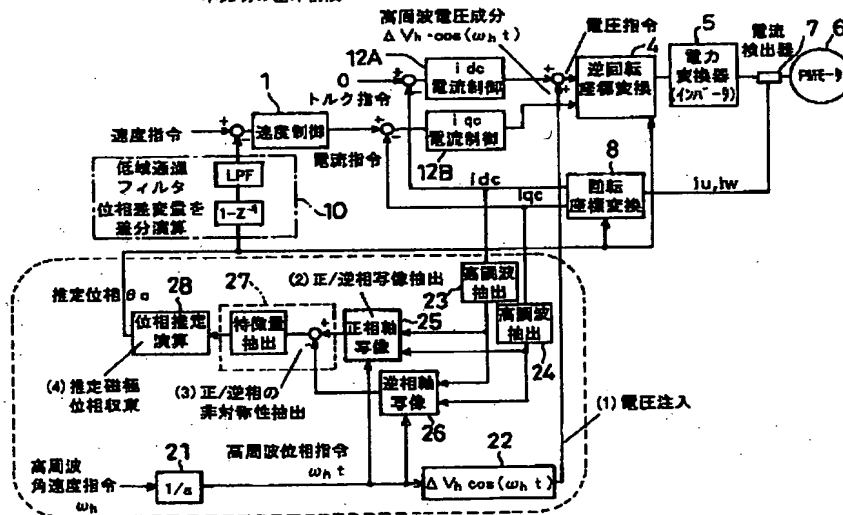
3.0...逆相軸写像演算部

3 1 ...合咸部

3 2 3 7... 穆公哭

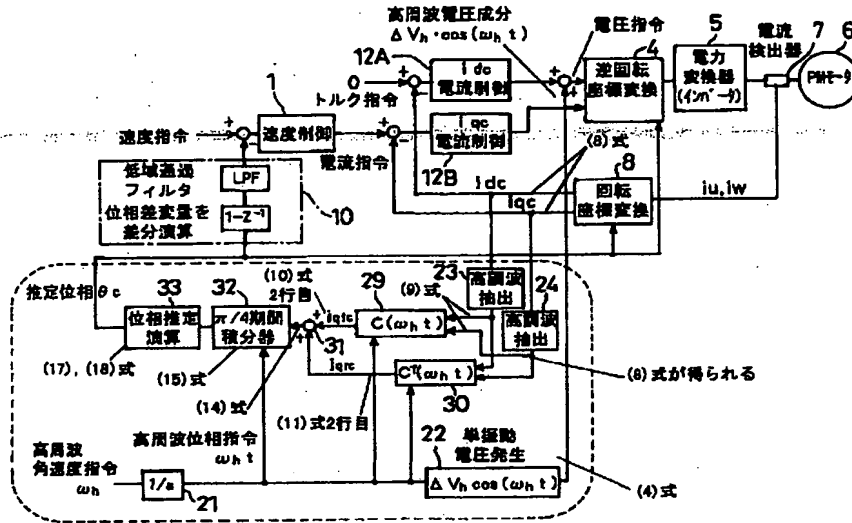
3.6...美分演算部

## 本発明の基本構成



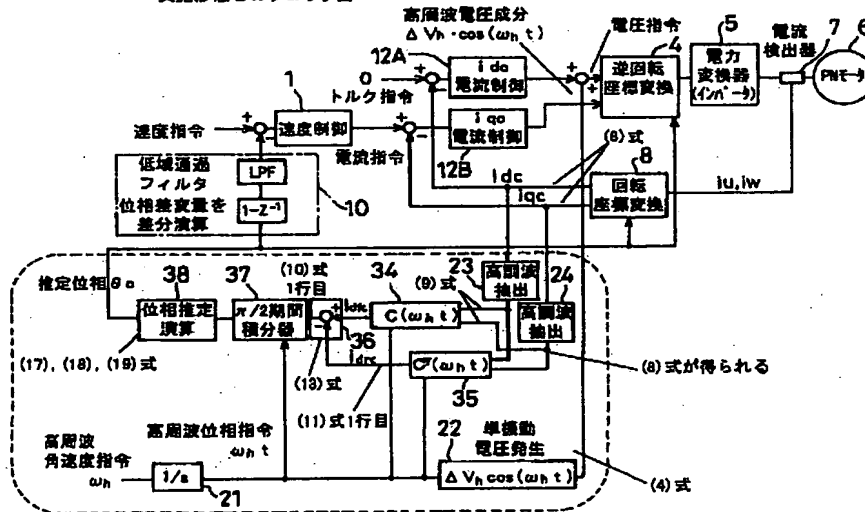
【図2】

実施形態1のブロック図



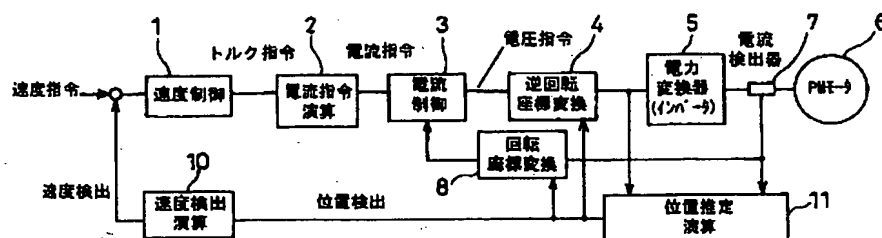
【図3】

実施形態2のブロック図



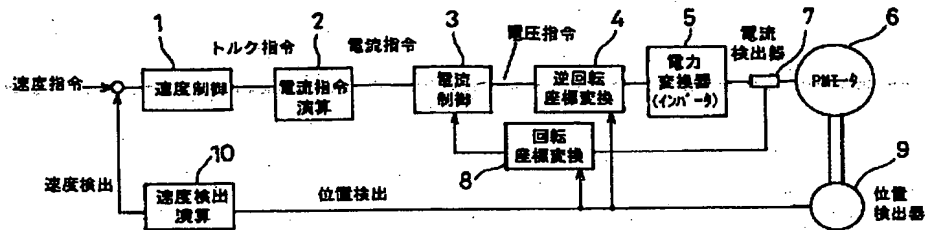
【図5】

PMモータの位置センサレス制御方式（電圧と電流検出を使用する従来例）



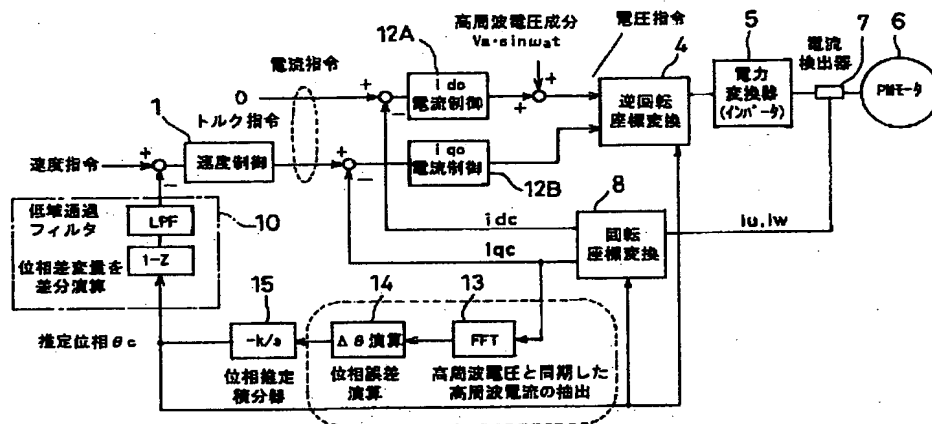
【図4】

PMモータの制御方式（位置検出の必要な従来例）



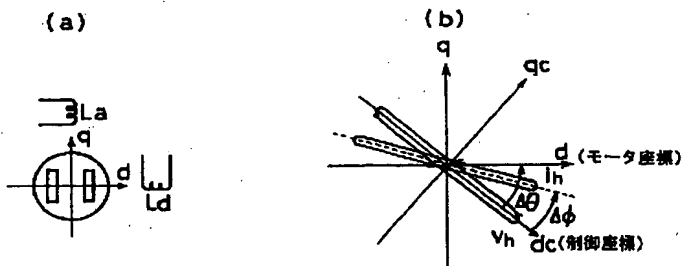
【図6】

文献1のブロック図

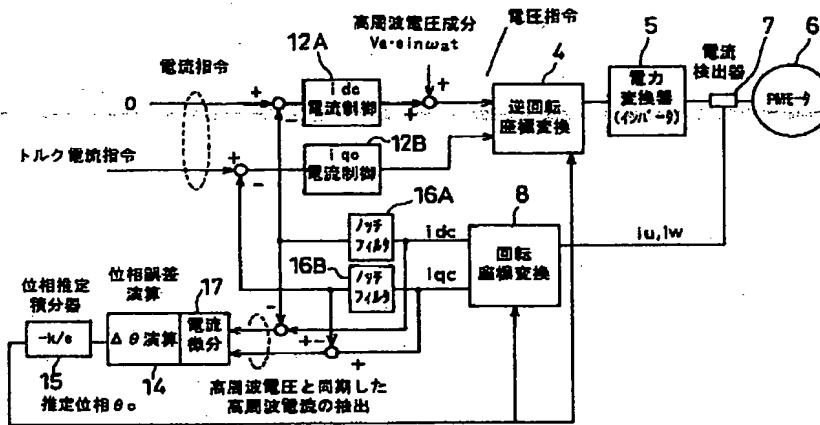


【図7】

高周波電圧と磁極位置関係

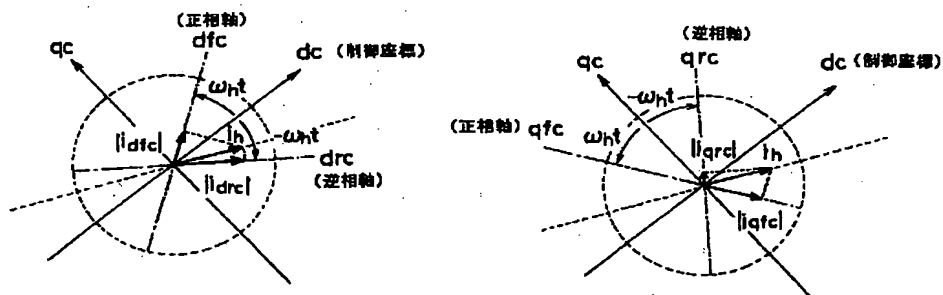


### 文献2のブロック図

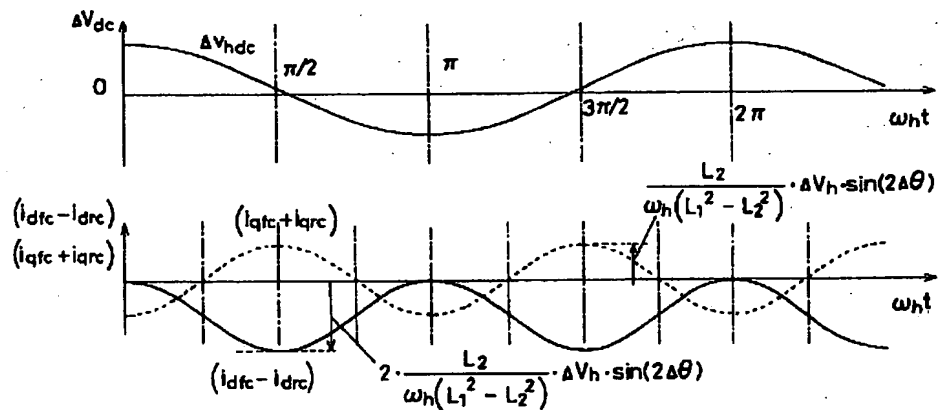


### 正相軸と逆相軸への写像成分

(b)  $q_0$ 軸を基準とする正相／逆相軸の写像成分



### 高周波成分の電圧部分と、正相軸と逆相軸の差分との関係



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H560 BB04 BB12 DA12 DB12 DC12  
DC13 EB01 RR06 RR10 TT08  
XA02 XA04 XA13  
5H576 BB06 BB09 DD07 EE01 GG02  
GG04 HB01 JJ02 JJ04 JJ22  
JJ23 JJ26 LL14 LL15 LL39  
LL41

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record.**

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☒ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**